

PUB-NO: DE003442988A1

DOCUMENT-
IDENTIFIER: DE 3442988 A1

TITLE: Electrically controllable optical directional coupler

PUBN-DATE: June 5, 1985

INVENTOR-INFORMATION:

NAME COUNTRY

SCHLAAK, HELMUT DIPL ING DR DE

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME COUNTRY

FRAUNHOFER GES FORSCHUNG DE

APPL-NO: DE03442988

APPL-DATE: November 26, 1984

PRIORITY- DE03442988A (November 26, 1984) , DE03343178A (November
DATA: 29, 1983)

INT-CL (IPC): G02F001/29 , G02B005/176

EUR-CL (EPC): G02F001/313

US-CL-CURRENT: 385/41 , 385/50

ABSTRACT:

CHG DATE=19990617 STATUS=O> The **power splitting** at the output of an electrically controllable optical directional **coupler** can be controlled by electrooptical variation of the coupling coefficient. In this case, the **coupler** can be switched from the crossed state to the parallel state for any desired geometrical lengths. The combination of this novel control effect with the electrooptical detuning of the two waveguides of a directional **coupler** (which may also have an intrinsic detuning as a result of their dimensioning)

allows the modulation characteristic to be optimised. Intensity modulators which can be operated without a bias **voltage** can be constructed by suitable selection of the geometrical **coupler** length, of the intrinsic detuning and of the control effect with respect to the coupling coefficient and the waveguide detuning. In order to implement these or other modulation characteristics, stepped control **electrodes** can also be used whose polarity is alternately reversed and which may also be shaped differently.

⑬ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑪ DE 3442988 A 1

⑥ Int. Cl. 3:
G 02 F 1/29
G 02 B 5/178

② Aktenzeichen: P 34 42 988.3
② Anmeldetag: 26. 11. 84
④ Offenlegungstag: 5. 6. 85

③ Innere Priorität: ③ ③ ③
29.11.83 DE 33 43 178.7

⑦ Anmelder:
Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der
angewandten Forschung e.V., 8000 München, DE

⑦ Erfinder:
Schlaak, Helmut, Dipl.-Ing. Dr., 7808 Waldkirch, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤ Elektrisch steuerbarer optischer Richtkoppler

Die Leistungsaufteilung am Ausgang eines elektrisch steuerbaren, optischen Richtkopplers kann durch elektrooptische Variation des Koppelkoeffizienten gesteuert werden. Dabei läßt sich der Koppler für beliebige geometrische Längen vom Kreuz- in den Parallelzustand schalten. Die Kombination dieses neuartigen Steuereffektes mit der elektrooptischen Verstimmung der beiden Wellenleiter eines Richtkopplers, die auch aufgrund ihrer Dimensionierung eine intrinsische Verstimmung besitzen können, gestattet die Optimierung der Modulationscharakteristik. Durch geeignete Wahl der geometrischen Kopplerlänge, der intrinsischen Verstimmung und der Steuerwirkung hinsichtlich des Koppelkoeffizienten bzw. der Wellenleiterverstimmung lassen sich Intensitätsmodulatoren aufbauen, die ohne Vorspannung betrieben werden können. Zur Realisierung dieser oder anderer Modulationscharakteristiken können auch gestufte, wechselseitig umgepolte Steuerelektroden, die auch verschiedenartig geformt sein dürfen, eingesetzt werden.

DE 3442988 A 1

DE 3442988 A 1

DR. KARL RACKETTE
PATENTANWALT

Kaiser-Joseph-Str. 179 · Postfach 1310 · D-7800 Freiburg

3442988

3442988

Dipl.-Phys. Dr.-Ing. Karl Rackette
Patentanwalt

European Patent Attorney
Europäischer Patentvertreter
Mandataire en Brevets Européens

Kaiser-Joseph-Strasse 179
Postfach 1310
D-7800 Freiburg

Telefon: (0761) 3 18 90

Telefax: +49 761 31899

Telex: 77 25 99 raket d

Telegramme: Patentservice Freiburg

Unser Zeichen: IPM-P30

**FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR FÖRDERUNG
DER ANGEWANDTEN FORSCHUNG E.V.**

Leonrodstraße 54
8000 München 19

**Elektrisch steuerbarer optischer
Richtkoppler**

PATENTANSPRÜCHE

1. Elektrisch steuerbarer optischer Richtkoppler mit einem zwei Monomode-Streifenwellenleiter aufweisenden elektrooptischen Substrat, auf dem eine an eine elektrische Steuerspannung anschließbare segmentierte Steuerelektrodenanordnung mit einem

entlang den beiden Streifenwellenleitern verlaufenden Spalt ausgebildet ist, durch deren am Spalt austretendes elektrisches Feld infolge von elektrooptisch induzierten Brechzahländerungen die Überkopplung von Licht zwischen den Streifenwellenleitern steuerbar ist, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerelektrodenanordnung (15 bis 18) mehrere Sektionen (19 bis 22) aufweist, bei denen die jeweilige Lage des Spaltes (23 bis 26) bezüglich der Lage des Zwischenraumes (14) zwischen den beiden Streifenwellenleitern (12, 13) und/oder die Breite des Spaltes (23 bis 26) unterschiedlich ist.

2. Richtkoppler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß entlang der Mitte des über dem Zwischenraum (14) zwischen den beiden Streifenwellenleitern (12, 13) mittig ausgerichteten Spaltes (25) einer oder mehrerer Sektionen (21) der Steuerelektrodenanordnung (17, 18) eine Streifenelektrode angeordnet ist, die als Gegenelektrode für die den Spalt (25) begrenzende Elektrodenfläche ausgebildet ist.
3. Richtkoppler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine Sektion (21) mit einem mittig zum Zwischenraum (14) zwischen den Streifenwellenleitern verlaufendem Spalt (25) vorgesehen ist.
4. Richtkoppler nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine Sektion (19, 20, 22) mit einem außermittig über den Zwischenraum (14) liegenden Spalt (23, 24, 26) vorgesehen ist.

5. Richtkoppler nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Spalt (23) über dem einen der beiden Streifenwellenleiter (13) liegt.
6. Richtkoppler nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Querschnittsflächen der beiden Streifenwellenleiter (12, 13) wenigstens abschnittsweise unterschiedlich sind.
7. Richtkoppler nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Brechzahlen der beiden Streifenwellenleiter (12, 13) wenigstens abschnittsweise unterschiedlich sind.
8. Richtkoppler nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Sektionen (19 bis 22) der verschiedenen Elektrodensegmente (15, 16; 17, 18) im Bereich des Spaltes (23 bis 26) unterschiedlich strukturiert sind.
9. Richtkoppler nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Sektionen (19 bis 22) in Längsrichtung der Streifenwellenleiter (12, 13) unterschiedlich lang sind.
10. Richtkoppler nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Sektionen (19, 20; 21, 22) unterschiedliche Polaritäten aufweisen.

11. Richtkoppler nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß der Zwischenraum (14) in seiner Breite in Längsrichtung der Streifenwellenleiter (12, 13) unterschiedlich ausgebildet ist.

Elektrisch steuerbarer optischer Richtkoppler

Die Erfindung betrifft einen elektrisch steuerbaren optischen Richtkoppler mit einem zwei Monomode-Streifenwellenleiter aufweisenden elektrooptischen Substrat, auf dem eine an eine elektrische Steuerspannung anschließbare segmentierte Steuerelektrodenanordnung mit einem entlang den beiden Streifenwellenleitern verlaufenden Spalt ausgebildet ist, durch deren am Spalt austretendes elektrisches Feld infolge von elektrooptisch induzierten Brechzahländerungen die Überkoppelung von Licht zwischen den Streifenwellenleitern steuerbar ist.

Ein solcher Richtkoppler dient zum Modulieren eines Lasersenders in der optischen Nachrichtenübertragung mit Lichtwellenleitern, um zahlreiche breitbandige Dienste zu verwirklichen. Hierzu gehören beispielsweise Konferenzschaltungen von Bildfernsprechern. Durch die getrennte Erzeugung und Modulation von Laserlicht ist es möglich, mit einfachen Mitteln und geringen Verlusten sehr hohe Datenraten zu übertragen.

Ein optischer Richtkoppler-Modulator nach Fig. 1 besteht aus zwei einwelligen dicht benachbarten optischen Wellenleitern (1) und (2) in einem elektrooptisch aktiven Material (3), deren Ausbreitungskonstanten nach dem Stand der Technik von elektrischen Feldern verstimmt werden; die elektrischen Felder werden durch eine an geeignet geformte Elektroden (4) und (5) angelegte Spannung (6) erzeugt. Dieser Modulator ist unter der Bezeichnung $\Delta\beta$ -Richtkoppler bekannt. (M. Papuchon et al., Appl. Phys. Lett. 27 (1975) 5, 289-291).

Als Modulationscharakteristik wird das Verhältnis der in den Wellenleiter (2) übergekoppelten Lichtleistung P_2 gegenüber der in den Wellenleiter (1) eingespeisten Leistung P_{01} bezeichnet:

$$H_{21} = P_2/P_{01}. \quad (1)$$

Sie hängt von der an die Elektroden (4) und (5) angelegten Steuerspannung U (6) ab. Zur Verbesserung des Modulationshubes unabhängig von der geometrischen Länge l des Richtkopplers ist der Koppler mit kreuzweise gestuften Steuerelektroden ($\Delta\beta$ -reversal-coupler) bekannt (H. Kogelnik und R.V. Schmidt, IEEE J. Quant. Electron. QE-12 (1976) 7, 396 - 401).

Die Modulationscharakteristik eines solchen Kopplers lautet:

$$H_{21} = \sin^2 (N \arcsin Q_1) \quad (2)$$

$$\text{mit } Q_1 = \frac{1}{\gamma} \sin \left[\gamma (\xi/N) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (3)$$

und den Normierungen:

$$\gamma^2 = 1 + \alpha^2, \quad (4)$$

$$\alpha = \Delta\beta \cdot L_0 / \pi = \frac{\Delta\beta}{2\kappa} \quad (5)$$

$$\xi = 1/L_0 \quad (6)$$

Dabei sind l die geometrische Länge, L_0 die Koppellänge, κ der Koppelkoeffizient mit $\kappa L_0 = \pi/2$, $\Delta\beta$ die elektrooptisch induzierte Verstimmung der Wellenleiter und N die Anzahl der Elektrodenstufen. Die Steuerspannung U ist näherungsweise der Verstimmung $\Delta\beta$ und damit der normierten Steuergröße α proportional. Fig. 2 zeigt einige beispielhafte Modulationskennlinien. Zur Intensitätsmodulation um einen Arbeitspunkt $H_{21} = 1/2$ wird nachteiligerweise eine hohe Vorspannung benötigt.

Ausgehend von dem oben erörterten Stand der Technik liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, einen Richtkoppler zu schaffen, dessen Modulationskennlinie in eine erwünschte Form modelliert werden kann.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß die Steuerelektrodenanordnung mehrere Sektionen aufweist, bei denen die jeweilige Lage des Spaltes bezüglich der Lage des Zwischenraumes zwischen den beiden Streifenwellenleitern und/oder die Breite des Spaltes unterschiedlich ist.

Zweckmäßige Abwandlungen und Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet.

Innerhalb der verschiedenen Sektionen werden in unterschiedlicher Weise Modulationseffekte durch elektrooptische Verstimmungen erzeugt. Je nach der Konfiguration der verschiedenen Elektrodenbelegungen erfolgt eine Variation des Koppelkoeffizienten und/oder eine veränderliche Verstimmung der Ausbreitungskonstanten. Eine intrinsische Verstimmung kann durch eine unsymmetrische Dimensionierung der gekoppelten Wellenleiter zusätzlich erreicht werden. Die Elektrodensegmente werden in beliebigen Stufen in an sich bekannter Weise abwechselnd umgepolt. Zweckmäßig ist es, wenn die einzelnen Elektroden in einzelne Sektionen unterteilt sind, die unterschiedlich geformt und strukturiert sind.

Durch eine geeignete Dimensionierung der Elektrodenbelegungen kann erreicht werden, daß der Kreuz- und Parallelzustand in unmittelbarer Nachbarschaft zum Arbeitspunkt $H_{21} = 0,5$ bei der Steuerspannung 0 Volt

liegen. Dabei kann die Anordnung auch so getroffen werden, daß der Kreuz- und Parallelzustand durch eine symmetrische Rechteckspannung schaltbar sind.

Die Erfindung gestattet somit die Optimierung der Modulationscharakteristik eines optischen Richtkopplers, indem ein neuartiger Steuereffekt ausgenutzt und mit anderen bisher bekannten Steuereffekten kombiniert wird.

Die Erfindung wird nachstehend anhand der in der Zeichnung dargestellten Kurven und Ausführungsformen erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 einen optischen Richtkoppler mit zwei benachbarten Wellenleitern (1) und (2) auf einem elektrooptischen Substrat (3) und zwei Steuerelektroden (4) und (5),
- Fig. 2 die Modulationscharakteristik $H_{21}(\alpha)$ eines $\Delta\beta$ -Richtkopplers mit einstufiger ($N = 1$, durchgezogen) und zweistufig gekreuzter ($N = 2$, strichpunktiert) Steuerelektrode,
- Fig. 3 einen unsymmetrischen Richtkoppler mit den Wellenleiterbreiten $b_1 > b_2$ (a) bzw. den Wellenleiterbrechzahlen $n_{11} > n_{12}$ (b) und den Ausbreitungskonstanten β_1 für Wellenleiter (7) und β_2 für Wellenleiter (8),
- Fig. 4 den vereinfachten Querschnitt eines Richtkopplers mit stufenförmigem Brechzahlprofil (n_s : Substratbrechzahl),

Fig. 5 den Koppelkoeffizienten κ für einen Richtkoppler bei einer Wellenlänge $\lambda_0 = 0,88 \mu\text{m}$ mit der Wellenleiterbreite $b = 4 \mu\text{m}$ und den Brechzahlerhöhungen $\Delta n_{10} = 0,003$ und $\Delta n_{20} = 0,0015$ als Funktion der induzierten Brechzahlvariation Δn_{ind} , wobei

(a) $\Delta n_2 = \Delta n_{20} + \Delta n_{\text{ind}}$, (b) $\Delta n_1 = \Delta n_{10} + \Delta n_{\text{ind}}$,

(c) $\Delta n_1 = \Delta n_{10} + \Delta n_{\text{ind}}$ und $\Delta n_2 = \Delta n_{20} - \Delta n_{\text{ind}}$ gelten,

Fig. 6 die bezogene Länge $\xi = 1/L_0$ (a), die intrinsische Verstimmung α_0 (b), das Schaltintervall $\Delta\alpha$ (c) (jeweils durchgezogen), die Verstimmung α_p für den Parallelzustand ($H_{21}(\alpha_p) = 0$) (b) und $\Delta\alpha \cdot \xi$ (a) (beide strichpunktiert) eines einstufigen Optimal-Kopplers als Funktionen der Kenngröße δ des $\Delta\kappa$ -Effektes,

Fig. 7 die Modulationskennlinien eines Optimal-Kopplers der Ordnung m mit den Parametern:

(a) $m = 0$,

—— $\delta = +0,2$, $\xi = 1,1389$, $\alpha_0 = 0,6526$, $\Delta\alpha = 1,3314$;

— — — $\delta = -0,2$, $\xi = 0,8278$, $\alpha_0 = 0,9500$, $\Delta\alpha = 2,2909$;

(b) $m = 1$,

—— $\delta = +0,2$, $\xi = 3,2340$, $\alpha_0 = 0,3588$, $\Delta\alpha = 0,6451$;

— — — $\delta = -0,2$, $\xi = 2,5570$, $\alpha_0 = 0,8020$, $\Delta\alpha = 1,2723$,

Fig. 8 die bezogene Länge $\xi = 1/L_0$, die intrinsische Verstimmung α_0 und das Schaltintervall $2\alpha_0\xi$ als Funktionen der Kenngrößen eines einstufigen Kopplers mit $H_{21}(\alpha_0) = 0$ und $H_{21}(-\alpha_0) = 1$,

Fig. 9 einen gestuften $\Delta\beta$ - $\Delta\kappa$ -Richtkoppler mit abwechselnd umgepolten Elektroden der bezogenen Sektionslänge t_n , wobei die Wellenleiterstruktur homogen (a) oder aber veränderlich entlang der Ausbreitungsrichtung sein kann (b),

Fig. 10 die Modulationscharakteristik mit Toleranzbereichen für eine Triggerkennlinie (a), eine Triggerkennlinie symmetrisch zum Nullpunkt $\alpha=0$ (b) und eine lineare Kennlinie zur Analogsignalmodulation (c),

Fig. 11 die Elektrodenanordnungen, Kristallschnitte und Polarisationsrichtung der Lichtwelle zur Steuerung eines optischen Richtkopplers bei Ausnutzung des maximalen elektrooptischen Koeffizienten r_{33} und

Fig. 12 einen erfindungsgemäßen Richtkoppler.

Erfindungsgemäß kann durch Kombination eines neuartigen Steuereffektes mit bisher bereits bekannten eine gewünschte Modulationscharakteristik erzeugt werden.

Wird der Richtkoppler unsymmetrisch hergestellt, indem gemäß Fig. 3 der Wellenleiter (7) breiter als der Wellenleiter (8) ist oder/und der Wellenleiter (7) eine höhere Brechzahl als der Wellenleiter (8) besitzt, dann ist die Ausbreitungskonstante β_1 im Wellenleiter (7) größer als β_2 im Wellenleiter (8). Der Koppler besitzt somit eine intrinsische Verstimmung $\Delta\beta_0 = \beta_1 - \beta_2$, so daß bei einstufig-

ger Steuerelektrode ($N = 1$) die Modulationskennlinien aus Fig. 2 um $\alpha_0 = \Delta\beta_0 L_0 / \pi$ nach links verschoben sind. Für γ^2 muß dann anstelle Gleichung (4)

$$\gamma^2 = 1 + (\alpha + \alpha_0)^2 \quad (7)$$

eingesetzt werden. Erfindungsgemäß kann $H_{21}(\alpha = 0) = 1/2$ bei geeigneter Wahl von α_0 eingestellt werden, wobei für $\xi = 2m + 1$ mit $m = 0, 1, 2, \dots$ der Modulationsgrad 100% beträgt.

Neben der elektrooptischen Verstimmung $\Delta\beta$ der Wellenleiter kann erfindungsgemäß durch geeignete Anordnungen der Steuerelektroden das Brechzahlprofil eines Kopplers derart variiert werden, daß sich nur der Koppelkoeffizient κ ändert ($\Delta\beta = 0, \Delta\beta_0 = 0$). Fig. 4 zeigt ein vereinfachtes stufenförmiges Brechzahlprofil mit den Wellenleiterbrechzahlen n_1 und der Brechzahl n_2 im Zwischenraum. Bei der Herstellung optischer Wellenleiter durch z.B. Titan-Eindiffusion in LiNbO_3 nach dem Stand der Technik tritt eine seitliche Diffusion zwischen den Wellenleitern auf, so daß die Brechzahl n_2 im Zwischenraum größer als die Substratbrechzahl n_s ist und somit $n_2 > n_s$ angesetzt wird. Der Koppelkoeffizient κ kann durch Variation von n_1 , oder n_2 , oder n_1 und n_2 im Gegentakt moduliert werden; die Variation von n_1 und n_2 im Gleichtakt besitzt dagegen nur eine geringe Effizienz. Die Modulationscharakteristik für den $\Delta\kappa$ -Effekt lautet:

$$H_{21} = \sin^2 \left[(1 + \eta) \xi \frac{\pi}{2} \right] \quad (8)$$

$$\text{mit } \eta = \Delta\kappa / \kappa = 2 \Delta\kappa L_0 / \pi \quad (9)$$

wobei η bzw. $\Delta\kappa$ eine Funktion der Brechzahlvariationen $\Delta n_{1\text{ind}}$ bzw. $\Delta n_{2\text{ind}}$ ist, wobei $\Delta n_{1\text{ind}}$ und $\Delta n_{2\text{ind}}$ aufgrund des linearen elektrooptischen Effektes proportional zur Steuerungsspannung U sind. Fig. 5 zeigt die Abhängigkeit des Koppel-

koeffizienten κ von den Brechzahlvariationen Δn_{1ind} , Δn_{2ind} bzw. beider im Gegentakt im logarithmischen Maßstab. Nach Fig. 5 folgt κ näherungsweise exponentiell der jeweiligen Brechzahlvariation Δn_{ind} :

$$\kappa(\Delta n_{ind}) \approx \kappa_0 \cdot e^{(A \cdot \Delta n_{ind})}, \quad (10)$$

wobei κ_0 der statische Koppelkoeffizient bei $\Delta n_{ind} = 0$ und A eine Proportionalitätskonstante sind. Durch Taylorreihenentwicklung von (10) kann $\Delta \kappa(\Delta n_{ind})$ bei kleinen Variationen von Δn_{ind} linear mit

$$\Delta \kappa(\Delta n_{ind}) \approx \kappa_0 \cdot A \cdot \Delta n_{ind} \quad (11)$$

bzw. bei größerer Aussteuerung quadratisch mit

$$\Delta \kappa(\Delta n_{ind}) \approx \kappa_0 \cdot \left[(A \cdot \Delta n_{ind}) + \frac{1}{2} (A \cdot \Delta n_{ind})^2 \right] \quad (12)$$

angenähert werden.

Erfindungsgemäß besitzt der $\Delta \kappa$ -Modulator den Vorteil, daß nach Gleichung (8) für beliebige geometrische Kopplertängen l bzw. bezogene Längen ξ der Modulationsgrad stets 100% beträgt. Beträgt die bezogene Länge $\xi = m + \frac{1}{2}$ mit $m = 0, 1, 2, \dots$, besitzt der Koppler den Arbeitspunkt

$H_{21}(\eta=0) = 1/2$, so daß eine Vorspannung zur Intensitätsmodulation nicht benötigt wird.

Durch geeignete Wahl der Elektrodenstruktur und des Richtkoppler-Querschnitts lassen sich der $\Delta \beta$ - und $\Delta \kappa$ -Effekt sowie eine intrinsische Wellenleiterverstimmung $\Delta \beta_0$ erfindungsgemäß kombinieren. Die Modulationscharakteristik eines solchen Kopplers beträgt

$$H_{21} = \left[\frac{1+\eta}{\gamma} \cdot \sin \left(\gamma \xi \frac{\pi}{2} \right) \right]^2$$

$$\text{mit } \gamma^2 = (1 + \eta)^2 + (\alpha + \alpha_0)^2. \quad (13)$$

Die normierte Variation η des Koppelkoeffizienten kann durch eine Kenngröße δ auf die Steuergröße α bezogen werden

$$\delta = 2 \frac{d\kappa}{d\beta}, \quad (14)$$

wobei für η gemäß Gleichung (11) bzw. Gleichung (12) die entsprechende Näherung benutzt werden kann:

$$\text{linear:} \quad \eta \approx \delta \alpha, \quad (15)$$

$$\text{quadratisch:} \quad \eta \approx \delta \alpha + \frac{1}{2}(\delta \alpha)^2. \quad (16)$$

Durch die Variation der Parameter ξ , α_0 und δ lassen sich beliebig viele Modulationskennlinien einstellen, von denen sich erfindungsgemäß die Klasse der Optimal-Koppler ohne Vorspannung durch eine Wechselspannung voll durchschalten lassen:

$$\text{Kreuzzustand} \quad H_{21} = 1 \quad \text{bei } \alpha < 0 \text{ (bzw. } \alpha > 0)$$

$$\text{3-dB-Zustand} \quad H_{21} = 1/2 \quad \text{bei } \alpha = 0,$$

$$\text{Parallelzustand} \quad H_{21} = 0 \quad \text{bei } \alpha > 0 \text{ (bzw. } \alpha < 0).$$

Der Kreuzzustand wird erreicht, wenn die induzierte Verstimmung den Wert $\alpha = -\alpha_0$ annimmt und damit die intrinsische Verstimmung kompensiert. Somit ergibt sich die bezogene Länge ξ zu

$$\xi = \frac{2m+1}{1+\eta(-\alpha_0)} \quad (17)$$

mit $m = 0, 1, 2, \dots$, wobei für η entweder Gleichung (15) oder (16) einzusetzen ist. Im Nullpunkt $\alpha = 0$ verschwindet der $\Delta\kappa$ -Effekt ($\eta = 0$), so daß aus den Gleichungen (13) und (17) die charakteristische Gleichung für α_0 mit $\gamma_0^2 = 1 + \alpha_0^2$ folgt:

$$\frac{1}{2} \gamma_0^2 - \sin^2 \left(\gamma_0 \frac{2m+1}{1+\eta(-\alpha_0)} \cdot \frac{\pi}{2} \right) = 0. \quad (18)$$

Fig. 6 zeigt die Lösungen für ξ und α_0 in Abhängigkeit von der Kenngröße δ . Außerdem sind die Verstimmung α_p zum Erreichen des Parallelzustands ($H_{21} = 0$) und das Schaltintervall $\Delta\alpha = |\alpha_0| + |\alpha_p|$ dargestellt. Fig. 7 zeigt einige beispielhafte Kennlinien von Optimal-Kopplern. Sowohl aus Bild 6 als auch Fig. 7 folgt, daß bei gleichem Vorzeichen der Parameter α_0 und δ die Schaltflanke gegenüber einem Koppler ohne $\Delta\kappa$ -Effekt versteilert wird und somit das benötigte Schaltintervall $\Delta\alpha$ sinkt.

Einen Sonderfall bilden die Koppler mit $\alpha_0 = \alpha_p$ (siehe Fig. 6b), da hier mit einem einzigen Steuerspannungspegel allein durch Umpolen vom Kreuz- in den Parallelzustand umgeschaltet werden kann. Zusätzlich zur charakteristischen Gleichung (18) muß hier die Bedingung des Parallelzustandes $H_{21}(+\alpha_0) = 0$ erfüllt sein:

$$\gamma(+\alpha_0) \cdot \frac{2m+1}{1+\eta(-\alpha_0)} - 2n = 0 \quad (19)$$

mit $n = 1, 1, 3, \dots$ und $\gamma^2(+\alpha_0) = (1+\eta(+\alpha_0))^2 + (2\alpha_0)^2$

Für jede Ordnung m gibt es nur diskrete Lösungen (ξ, α_0, δ), bei der alle drei Optimalkopplerbedingungen aus den Gleichungen (17) bis 19) erfüllt sind.

Koppler mit äquidistantem Kreuz- und Parallelzustand ($\alpha_0 = \alpha_p$) aber beliebiger Kopplung im Nulldurchgang $H_{21}(0)$ brauchen nur die Gleichungen (17) und (19) zu erfüllen, deren Lösungen für ξ und α_0 wiederum in Abhängigkeit von der Kenngröße δ Fig. 8 zeigt.

Die benötigte Schaltspannung ist der Brechzahländerung Δn_{ind} proportional, so daß zur Auswahl der günstigsten Parameter wegen

$$\Delta n_{\text{ind}} = \frac{1}{2} (\Delta\alpha \cdot \xi) (\lambda_0 / l) \quad (20)$$

das Produkt $\Delta\alpha \cdot \xi$ minimal sein muß (s. Figuren 6 und 8).

Die kombinierte Wirkung des $\Delta\beta$ - und $\Delta\kappa$ -Effektes mit und ohne intrinsischer Wellenleiterverstimmung $\Delta\beta_0$ läßt sich erfindungsgemäß auch auf gestufte Elektroden mit abwechselnder Umpolung übertragen. Dabei können die einzelnen Sektionslängen $t_n \cdot \xi$ gemäß Fig. 9 unterschiedlich lang sein oder/und die Wellenleiter einen veränderlichen Abstand zueinander besitzen. Die Übertragungsmatrix des gesamten Kopplers setzt sich aus dem Matrixprodukt der einzelnen Sektionen zusammen:

$$\begin{pmatrix} R & jQ \\ jQ & R \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & jQ_1 \\ jQ_1 & R_1 \end{pmatrix} \cdots \begin{pmatrix} R_n & jQ_n \\ jQ_n & R_n \end{pmatrix} \cdots \begin{pmatrix} R_N & jQ_N \\ jQ_N & R_N \end{pmatrix} \quad (21)$$

$$\text{mit } Q_n = \frac{1 + \eta_n}{\gamma_n} \sin \left(\gamma_n t_n \xi \frac{\pi}{2} \right), \quad (22)$$

$$R_n = \cos \left(\gamma_n t_n \xi \frac{\pi}{2} \right) - j \frac{\alpha \pm \alpha_0}{\gamma_n} \sin \left(\gamma_n t_n \xi \frac{\pi}{2} \right) \quad (23)$$

$$\gamma_n^2 = (1 + \eta_n)^2 + (\alpha_0 \pm \alpha)^2, \quad (24)$$

$$t_1 + t_2 + \dots + t_n + \dots + t_N = 1.$$

Dabei gilt in Gleichung (23) und (24) das positive Vorzeichen bei jeder ungeraden und das negative Vorzeichen bei jeder geraden Sektion. Die Modulationscharakteristik beträgt

$$H_{21}(\alpha) = \left| Q(\alpha) \right|^2. \quad (25)$$

Die Konfiguration der Steuerelektroden kann darüberhinaus von Sektion zu Sektion gewechselt werden, so daß wegen

$$\eta_n \approx \delta_n \cdot (\pm \alpha) + \frac{1}{2} (\delta_n \cdot \alpha)^2 \quad (26)$$

der $\Delta\kappa$ -Effekt durch die jeweiligen Kenngrößen δ_n in unterschiedlicher Stärke oder Richtung ausgenutzt werden kann.

Wegen der hohen Anzahl an Freiheitsgraden können entsprechend der Theorie der elektrischen Filter erfindungsgemäß

beliebige gewünschte Kennlinien durch Parameter-Variationen innerhalb von Toleranzgrenzen realisiert werden. Fig. 10 zeigt als Anwendungsbeispiele Triggerkennlinien (a) und (b) und eine Kennlinie mit hoher Linearität (c). Die schraffierten Bereiche kennzeichnen Gebiete, in denen die Kennlinien vorgegebene Grenzwerte nicht über- bzw. unterschreiten dürfen.

Die Ausführung von möglichen Elektrodenkonfigurationen soll für Substratmaterialien aus einachsigen Kristallen betrachtet werden, von deren elektrooptischen Koeffizienten r_{33} den höchsten Betrag besitzt (z.B. LiNbO_3 , LiTaO_3). Die elektrooptische Variation Δn_e der außerordentlichen Brechzahl beträgt

$$\Delta n_e = - \frac{1}{2} n_e^3 r_{33} E_z$$

mit der Feldstärkekomponente E_z , die parallel zur c-Achse weist. Bild 11 zeigt mögliche Elektrodenanordnungen bei den entsprechenden Kristallschnitten und Polarisationsrichtungen unter alleiniger Berücksichtigung von r_{33} für den $\Delta\beta$ - und $\Delta\kappa$ -Effekt. Eine seitlich versetzte Elektrode nach Fig. 11c gestattet die kombinierte $\Delta\beta$ - $\Delta\kappa$ -Modulation.

In Fig. 12 ist ein praktisches Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt, bei dem zwei segmentierte Steuerelektrodenpaare dargestellt sind, obwohl die Zahl der in Längsrichtung der Streifenwellenleiter angeordneten Steuerelektroden selbstverständlich auch von der in Fig. 12 dargestellten Anzahl abweichen kann.

In Fig. 12 ist ein optischer Richtkoppler zu erkennen, der ein elektrooptisches Substrat 10 aufweist, das z.B. ein einachsiger Z-geschnittener Lithiumniobat-Kristall sein kann. Entlang der Oberfläche 11 des Substrates 10 verlaufen ein erster optischer Monomode-Streifenwellenleiter 12 sowie ein zweiter optischer Monomode-Streifenwellenleiter 13. Die Streifenwellenleiter 12, 13 werden beispielsweise durch zwei schmale Titanstreifen erzeugt, die durch Eindiffusion dieses Metalls in den Lithiumniobat-Kristall entstehen. Im Bereich der Titanstreifen ist der Brechungsindex des Substrates 10 lokal erhöht, wodurch die beiden Streifenwellenleiter 12, 13 gebildet und festgelegt sind. Die Breite der Streifenwellenleiter 12, 13 beträgt beispielsweise 4 μm . Die Breite des Zwischenraumes 14 zwischen den beiden Streifenwellenleitern 12, 13 liegt in der gleichen Größenordnung. Die beiden Streifenwellenleiter 12, 13 verlaufen beispielsweise entlang einer Strecke von 10 mm parallel zueinander, so daß das beispielsweise im ersten Streifenwellenleiter 12 eingekoppelte Licht in den zweiten Streifenwellenleiter 13 überwechseln kann.

Das Verfahren zum Einbringen der Streifenwellenleiter 12, 13 hat die Planartechnologie der Halbleitertechnik zum Vorbild. Mit einem weiteren Planarprozeß werden auf die Streifenwellenleiter 12, 13 Steuerelektroden 15, 16, 17 und 18 aufgebracht. Je nach der Anordnung und

Struktur der Steuerelektroden sowie der an ihnen anliegenden Steuerspannung gelangt das in den ersten Streifenwellenleiter 12 eingespeiste Licht eines Lasers entlang der Parallelstrecke zwischen den beiden Streifenwellenleitern 12, 13 durch Überkoppeln in den zweiten Streifenwellenleiter 13. Die Anordnung kann insbesondere so getroffen sein, daß das Licht auf den zweiten Streifenwellenleiter 13 überwechselt, wenn die Elektroden spannungsfrei sind. Eine Steuerspannung an den Steuerelektroden 15, 16, 17, 18, bewirkt dann, daß das Laserlicht den Streifenwellenleiter 12 im Substrat 10 nicht verläßt, sondern in eine in Fig. 12 nicht dargestellte, am hinteren Ende des Substrates 10 angeordnete Glasfaser mündet.

Die bei dem in Fig. 12 dargestellten Ausführungsbeispiel mit dem positiven Pol der Steuerspannung verbundene Steuerelektrode 15 und die mit dem negativen Pol verbundene Steuerelektrode 16 bilden ein erstes Steuerelektrodenpaar, während die entgegengesetzt gepolten Steuerelektroden 17 und 18 ein zweites Steuerelektrodenpaar bilden. Die erforderliche Steuerspannung liegt in der Größenordnung einiger Volt oder 10 Volt.

Wie man in Fig. 12 weiterhin erkennt, haben die Steuerelektroden 15 und 16 zwei unterschiedlich geformte Sektionen, wobei die Sektion 19 die in Fig. 12 veranschaulichte Sektionslänge l_1 aufweist. Der übrige, sich in Längsrichtung der Streifenwellenleiter 12, 13 erstreckende Bereich der Steuerelektroden 15, 16 bildet eine Sektion 20 mit der Sektionslänge l_2 . In ähnlicher Weise sind die Steuerelektroden 17 und 18 in Sektionen 21 und 22 unterteilt, deren Sektionslängen jeweils mit l_3 und l_4 in Fig. 12 bezeichnet sind.

Infolge der verschiedenartig ausgebildeten Sektionen des in Fig. 12 dargestellten Richtkopplers wird eine spezielle von der Struktur der Steuerelektroden 15, 16, 17, 18 und der Sektionen 19, 20, 21, 22 abhängige Modulationscharakteristik erzeugt. Weiterhin kann die Modulationscharakteristik dadurch beeinflusst werden, daß die Breite und/oder die Tiefe der Streifenwellenleiter 12, 13 verschieden gewählt wird, so daß der Richtkoppler eine intrinsische Verstimmung erfährt. Eine solche intrinsische Wellenleiterverstimmung ergibt sich auch, wenn die Brechzahl der Streifenwellenleiter 12, 13 unterschiedlich ist. Abweichend von dem in Fig. 12 dargestellten Ausführungsbeispiel können somit die Streifenwellenleiter 12, 13 nicht nur sektionsweise unterschiedliche Abstände aufweisen, sondern insgesamt gesehen oder sektionsweise auch in ihren geometrischen Abmessungen oder hinsichtlich ihrer Brechzahl unterschiedlich ausgebildet sein.

Wie man in Fig. 12 erkennt, unterscheidet sich die Sektion 19 von den übrigen Sektionen des aus den Steuerelektroden 15, 16 gebildeten ersten Elektrodensegmentes und von den Sektionen des aus den Steuerelektroden 17, 18 gebildeten zweiten Elektrodensegmentes dadurch, daß die Steuerelektrode 15 innerhalb der Sektion 19 den Zwischenraum 14 zwischen den Streifenwellenleitern 12, 13 ganz überragt. Der zur Sektion 19 gehörende Teil der Steuerelektrode 16 überdeckt den zweiten Streifenwellenleiter teilweise am außen liegenden Randbereich. Der zwischen den Elektroden 15 und 16 innerhalb der Sektion 19 gebildete Spalt 23 liegt somit über dem nach innen weisenden Randbereich des zweiten Streifenwellenleiters 13. Die Delta-Beta-Modulation ist aus diesem Grunde innerhalb der Sektion 19

schwach. Die Delta-Kappa-Modulation ist innerhalb der Sektion 19 positiv, wobei die normierte Variation Eta infolge des Versatzes der Elektrodenflächen und damit des Spaltes 23 nach rechts ebenfalls positiv ist.

Innerhalb der den Spalt 24 enthaltenden Sektion 20 mit der Sektionslänge l_2 ist die Delta-Beta-Modulation schwach. Die Delta-Kappa-Modulation sowie die normierte Variation Eta sind wegen des Versatzes der Elektrodenflächen nach links negativ.

In der dritten den Spalt 25 enthaltenden Sektion 21 mit der Sektionslänge l_3 ist die Delta-Beta-Modulation infolge der Umpolung negativ. Die Delta-Kappa-Modulation und die normierte Variation Eta sind Null, da die Elektrodenflächen symmetrisch angeordnet sind.

In der vierten Sektion, der den Spalt 26 enthaltenden Sektion 22 mit der Sektionslänge l_4 ist die Delta-Beta-Modulation negativ. Die Delta-Kappa-Modulation sowie die normierte Variation Eta sind negativ, da die Elektrodenflächen nach rechts versetzt und umgepolt sind.

Der anhand von Fig. 12 beispielsweise erörterte spezielle Aufbau eines Richtkopplers für TM-Wellen hat eine speziell durch die Strukturierung der Elektrodenflächen wählbare Modulationskennlinie, wobei die Delta-Beta-Modulation durch eine antisymmetrische Brechzahlverstimmung der Streifenwellenleiter 12, 13 und die Delta-Kappa-Modulation durch eine Variation des Koppelkoeffizienten Kappa erfolgt, indem die Richtkopplerstruktur hinsichtlich des Brechzahlprofils symmetrisch zu ihrer Mitte verstimmt wird.

Der Einsatz der verschiedenen Steuereffekte, d.h. der Einsatz des Delta-Kappa-Effektes, des Delta-Beta-Effektes und der intrinsischen Verstimmung gestatten eine Anpassung der Modulationskennlinie an die jeweils gewünschte Form. Gegenüber der bekannten Delta-Beta-Umkehrstruktur lassen sich somit spezielle Modulationskennlinien synthetisieren.

Die Leistungsaufteilung am Ausgang eines elektrisch steuerbaren, optischen Richtkopplers kann durch elektrooptische Variation des Koppelkoeffizienten gesteuert werden. Dabei läßt sich der Koppler für beliebige geometrische Längen vom Kreuz- in den Parallelzustand schalten. Die Kombination dieses neuartigen Steuereffektes mit der elektrooptischen Verstimmung der beiden Wellenleiter eines Richtkopplers, die auch aufgrund ihrer Dimensionierung eine intrinsische Verstimmung besitzen können, gestattet die Optimierung der Modulationscharakteristik. Durch geeignete Wahl der geometrischen Kopplerlänge, der intrinsischen Verstimmung und der Steuerwirkung hinsichtlich des Koppelkoeffizienten bzw. der Wellenleiterverstimmung lassen sich Intensitätsmodulatoren aufbauen, die ohne Vorspannung betrieben werden können. Zur Realisierung dieser oder anderer Modulationscharakteristiken können auch gestufte, wechselseitig umgepolte Steuerelektroden, die auch verschiedenartig geformt sein dürfen, eingesetzt werden.

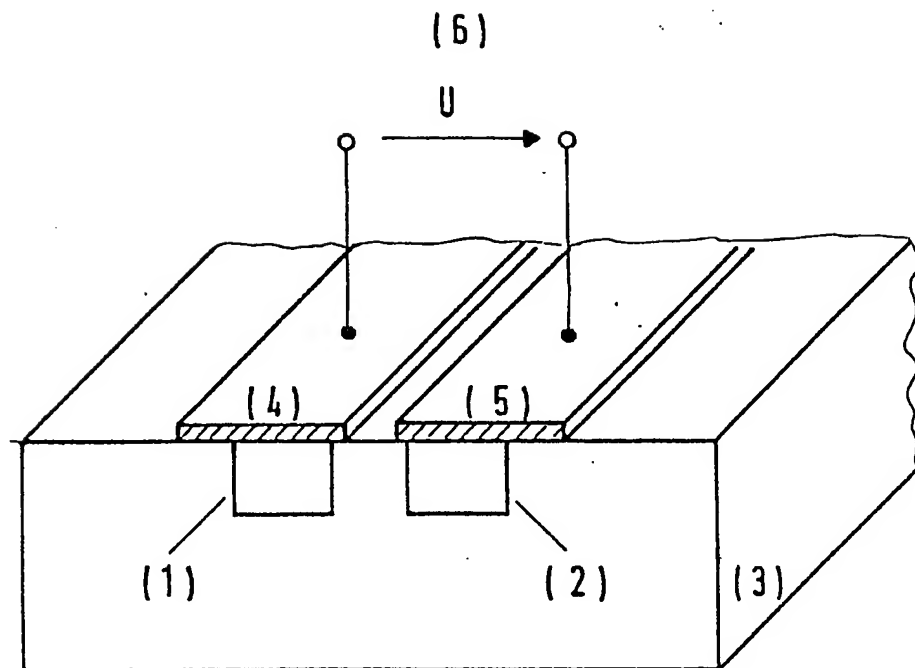


Fig. 1

25.11.94

3442988

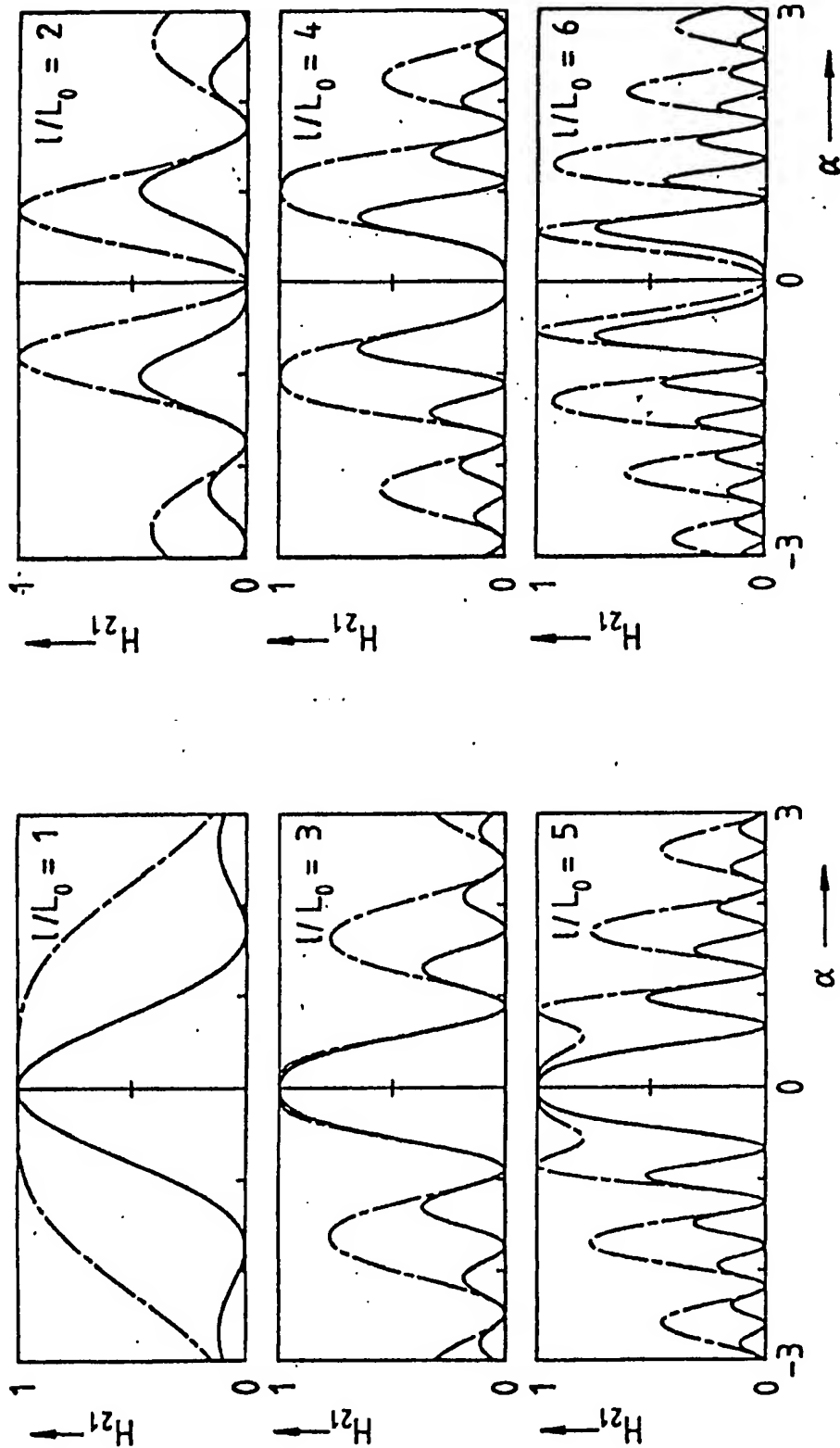


Fig. 2

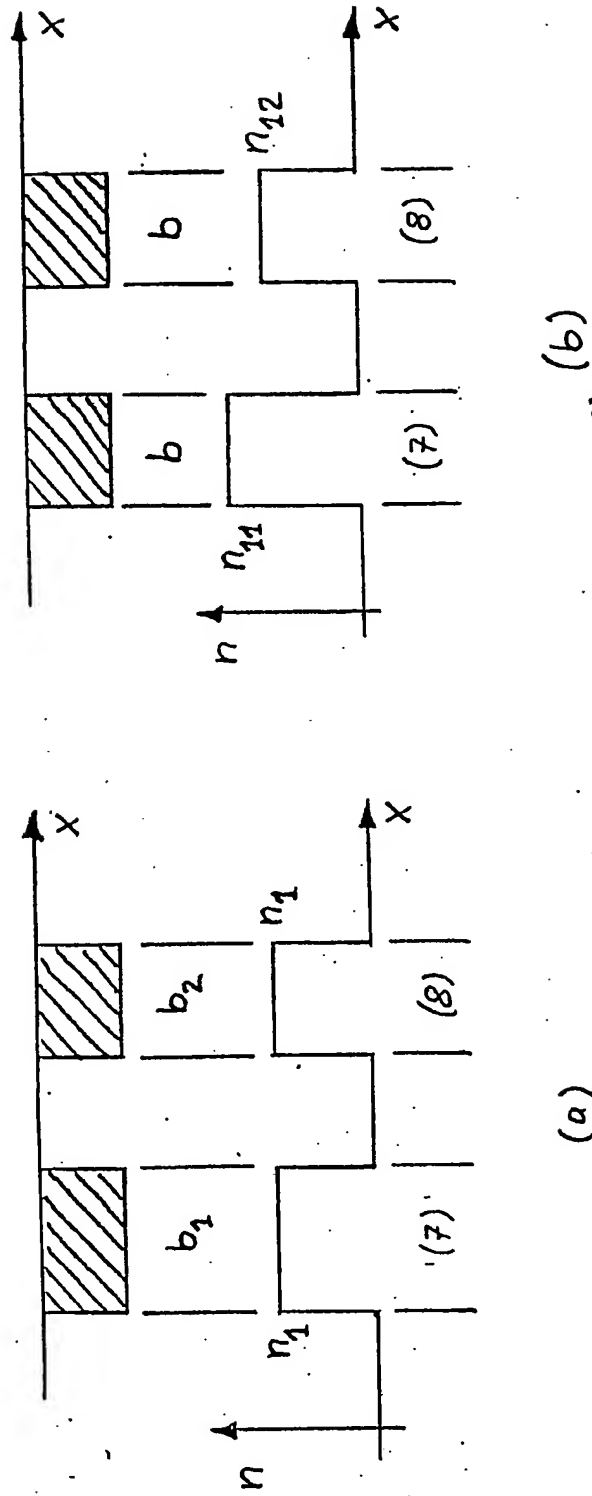


Fig. 3

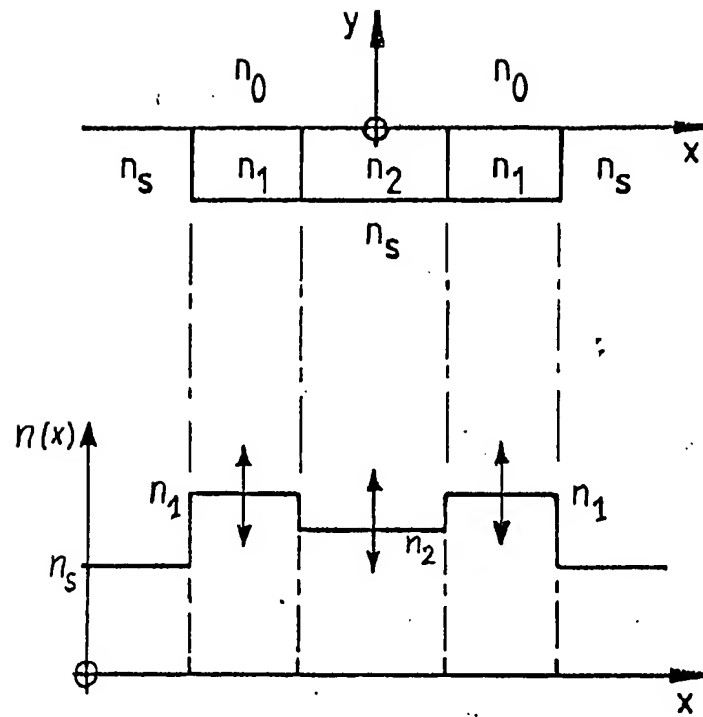


Fig. 4

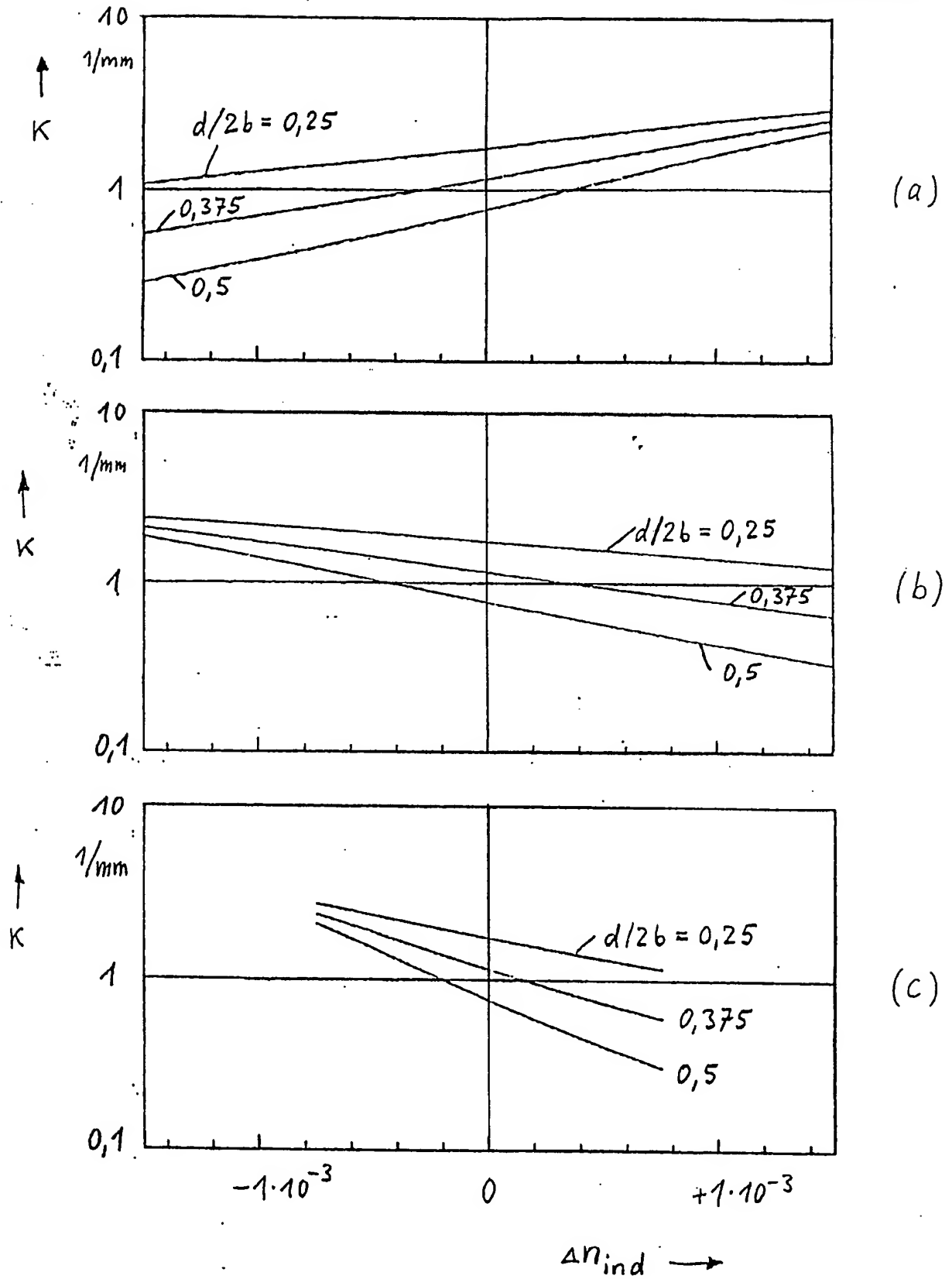


Fig. 5

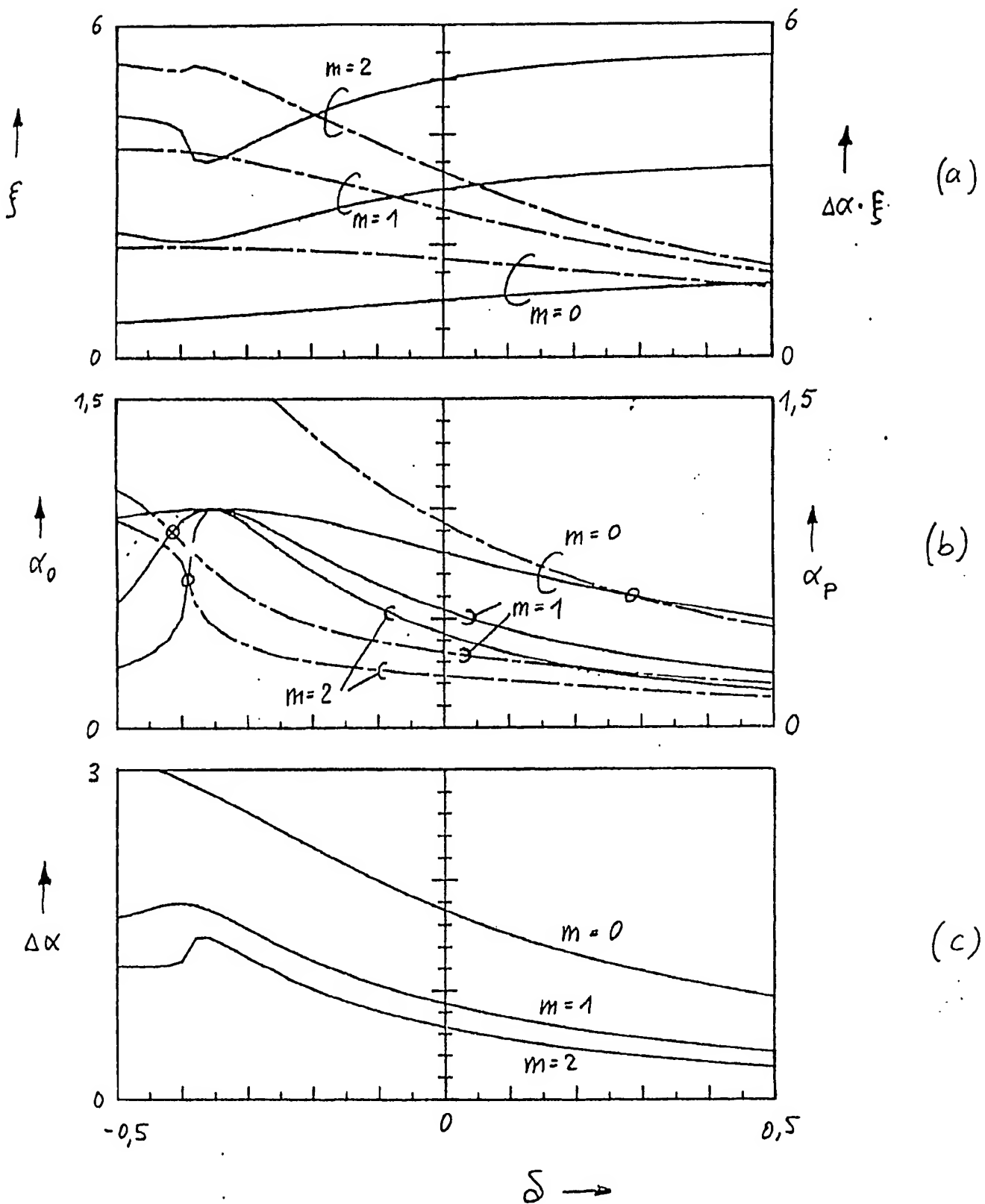


Fig. 6

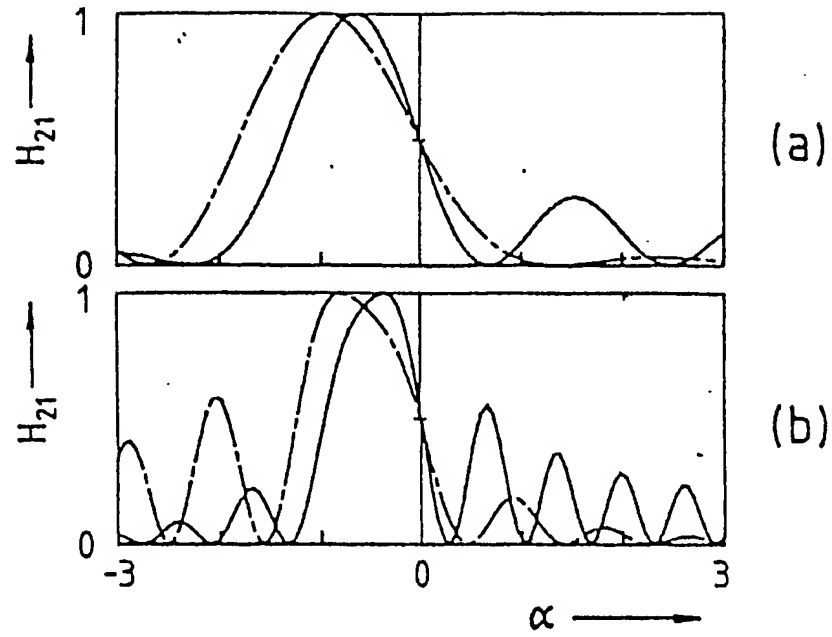


Fig. 7

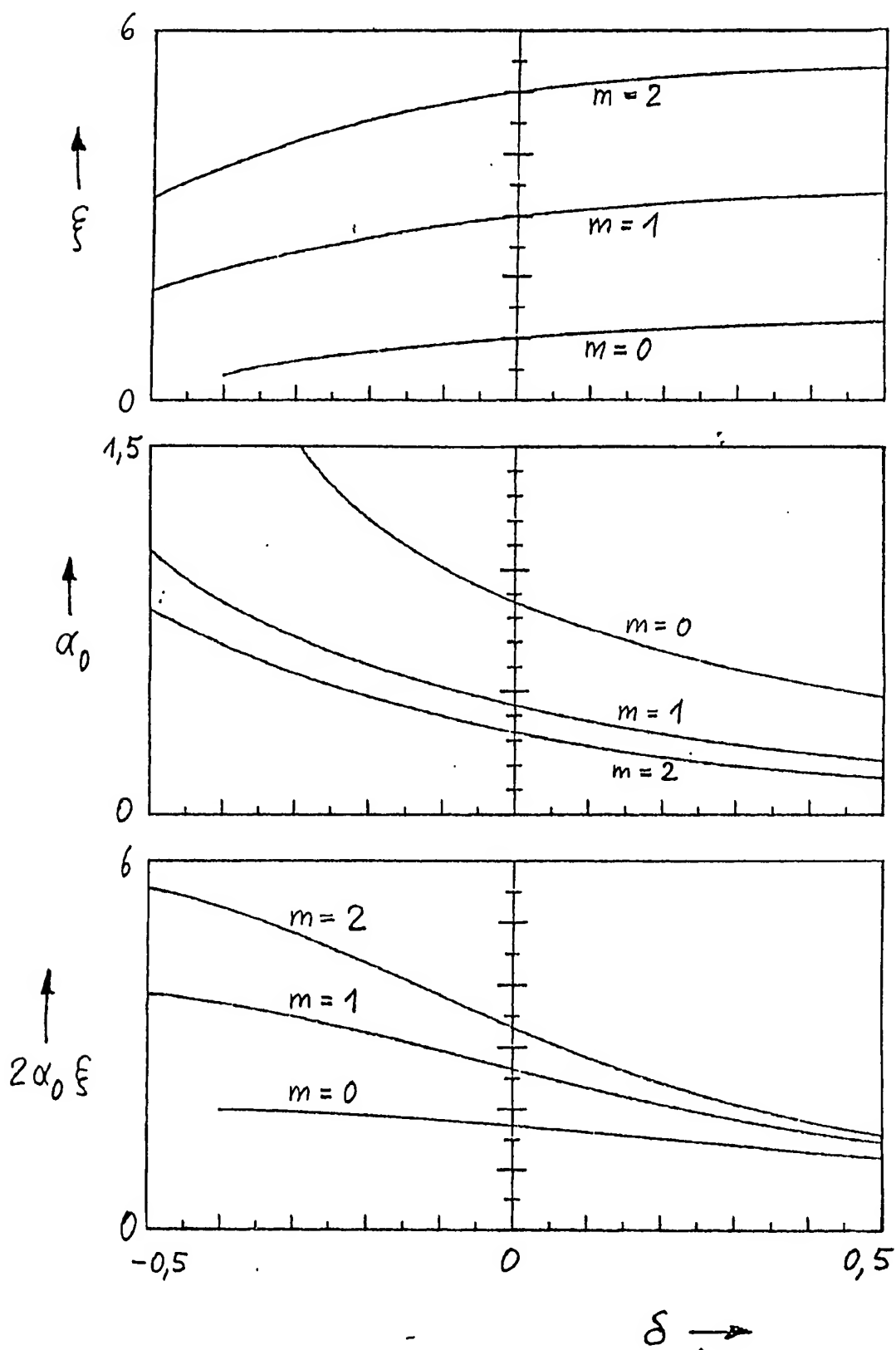


Fig. 8

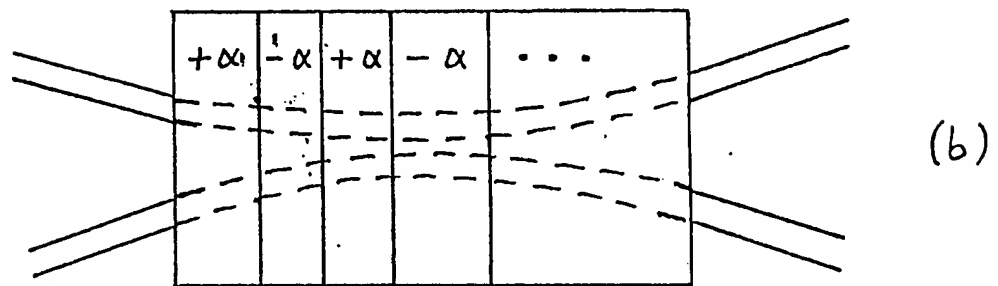
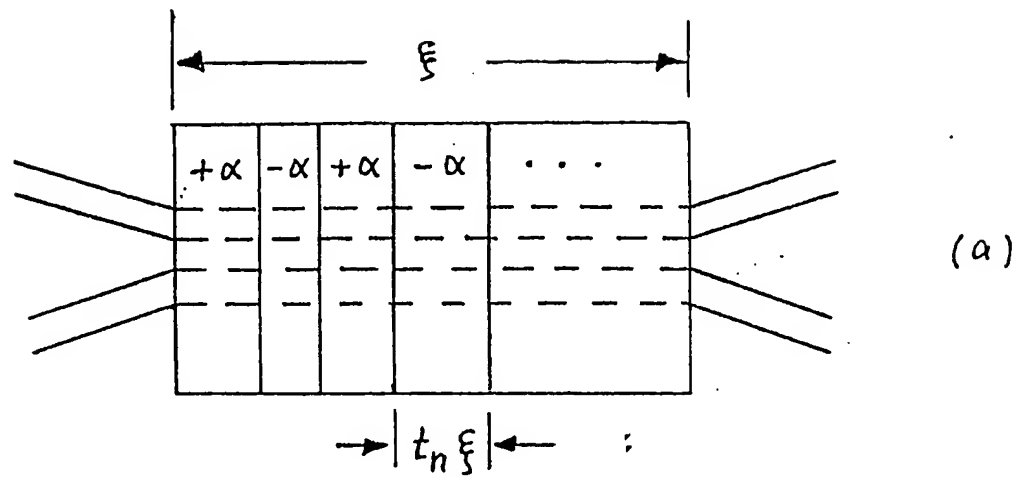


Fig. 9

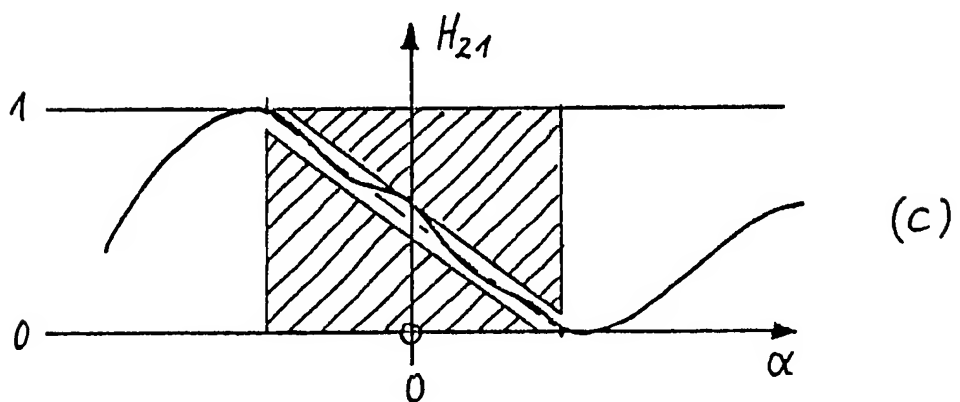
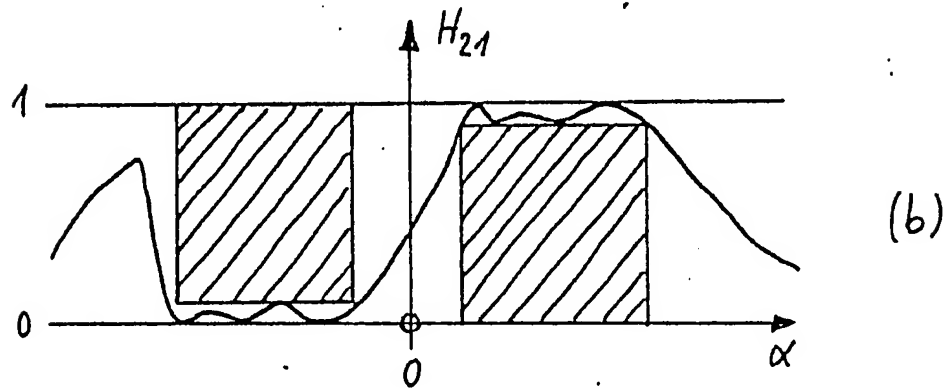
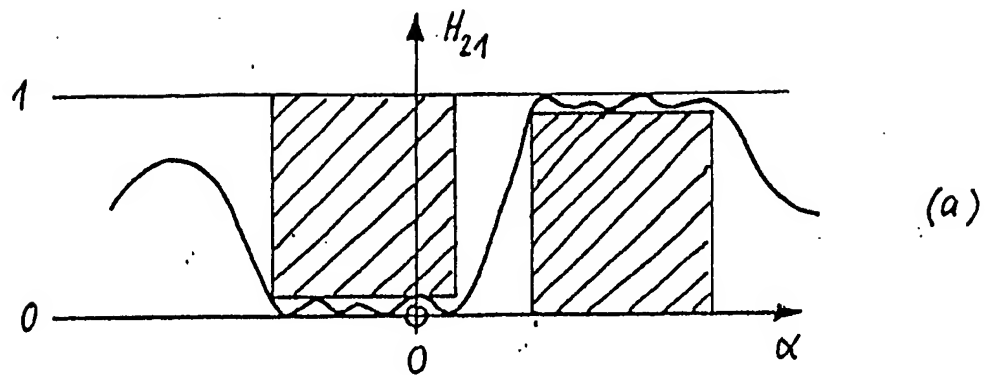


Fig. 10

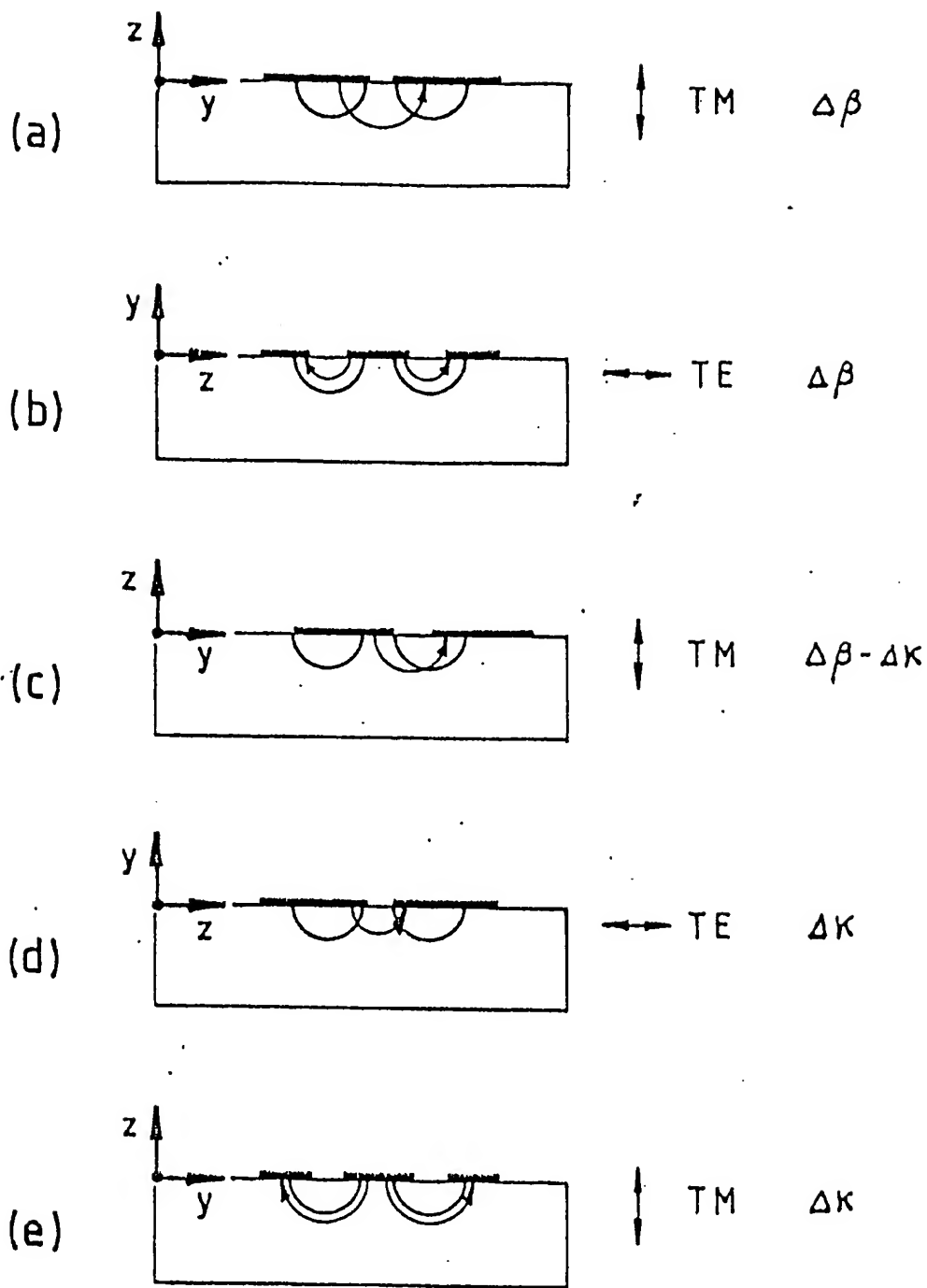


Fig. 11

